

DETERMINATION OF DATA RATE, BASED ON POWER SPECTRAL DENSITY ESTIMATES

Publication number: JP2003529236 (T)

Publication date: 2003-09-30

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

International: H04J13/00; H04L25/02; H04Q7/38; H04J13/00; H04L25/02; H04Q7/38; (IPC1-7): H04J13/00; H04Q7/38

European: H04L25/02J

Application number: JP20010522734T 19990909

Priority number(s): WO1999EP06719 19990909

Also published as:

JP3523236 (B2)

WO0119043 (A1)

US7170928 (B1)

ES2283153 (T3)

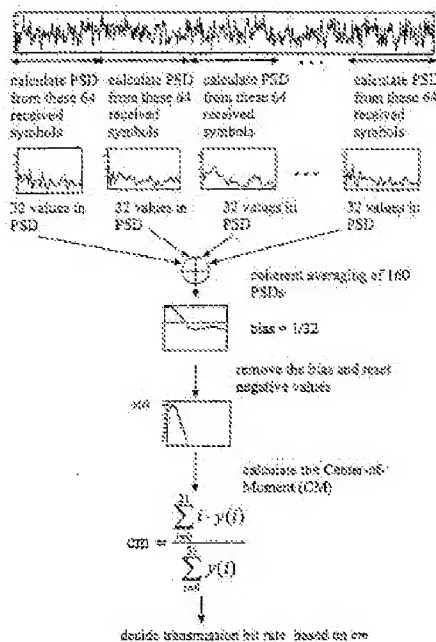
EP1210803 (A1)

more >>

Abstract not available for JP 2003529236 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 0119043 (A1)**

The present invention relates to a method and a circuitry for estimating data transmission rate in a communication system. The communication system utilizes variable data transmission rates. A transmission signal between two stations of the system includes a plurality of data symbols over a sequence of data frames. A data frame of a received transmission signal is classified in accordance with a predefined classification of the data transmission rates, whereafter the data transmission rate of the received data frame is estimated on basis of said classification.



Data supplied from the esp@cenet database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号
特表2003-529236
(P2003-529236A)

(43)公表日 平成15年9月30日(2003.9.30)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	デマコート* (参考)
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A 5 K 0 2 2
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 有 予備審査請求 有 (全 31 頁)

(21)出願番号 特願2001-522734(P2001-522734)
(86) (22)出願日 平成11年9月9日(1999.9.9)
(85)翻訳文提出日 平成14年3月8日(2002.3.8)
(86)国際出願番号 P C T / E P 9 9 / 0 6 7 1 9
(87)国際公開番号 W O 0 1 / 0 1 9 0 4 3
(87)国際公開日 平成13年3月15日(2001.3.15)

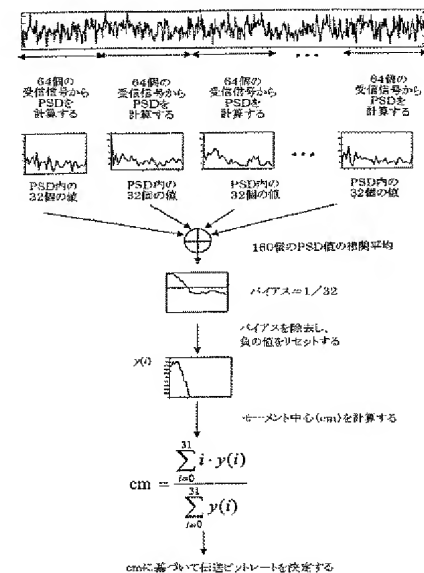
(71)出願人 ノキア コーポレーション
フィンランド共和国、02150 エスポー、
ケイララハデンチエ 4
(72)発明者 ホルネマン、カリ
フィンランド共和国、フィン-90800 オ
ウル、カイヤンチエ 36
(72)発明者 ケイサラ、ユイルキ
フィンランド共和国、フィン-90570 オ
ウル、テッレルボンチエ 3 セー 25
(74)代理人 弁理士 朝日奈 宗太 (外1名)
Fターム(参考) 5K022 EE01 EE36
5K067 AA33 CC10 EE02 EE10 GG11
HH21

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力スペクトル密度推定に基づくデータ伝送速度の決定

(57)【要約】

本発明は、通信システムにおけるデータ伝送速度を推定するための方法および回路に関する。前記通信システムは、可変データ伝送速度を利用する。当該システムの2つの局のあいだの伝送信号は、データフレームのシーケンス上での複数のデータ信号を含む。受信された伝送信号のデータフレームは、データ伝送速度の事前に定義された分類にしたがって分類され、そののち、受信されたデータフレームのデータ伝送速度は、前記分類に基づいて推定される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 データ伝送速度の事前に定義された分類にしたがって受信された伝送信号のデータフレームを分類することと、
前記分類に基づいて受信されたデータフレームのデータ伝送速度を推定することと、
を備える、伝送信号がデータフレームのシーケンス上で複数のデータ記号を含む、可変データ伝送速度の通信システムにおいてデータ伝送速度を推定するための方法。

【請求項2】 分類が受信された伝送信号の周波数内容に基づく、請求項1記載の方法。

【請求項3】 分類が受信された伝送信号の電力スペクトル密度関数推定値に基づく、請求項1または2記載の方法。

【請求項4】 受信された伝送信号の電力スペクトル密度関数の推定値が、高速フーリエ変換アルゴリズムおよび受信された伝送信号のデータ記号シーケンスのコヒーレントな平均化を使用して計算される請求項3記載の方法。

【請求項5】 改良された高速フーリエ変換アルゴリズムが使用され、前記改良された高速フーリエ変換アルゴリズムが、伝送されたデータ記号の事前に定められた対称性を考慮に入れる請求項4記載の方法。

【請求項6】 電力スペクトル密度関数が、
受信されたデータ記号の総数をブロックに分割し、そこでは各ブロックが事前に定義された量の信号の連続的な点を含む工程と、
信号の周波数ごとに二乗された実数点および虚数点を受信するために前記ブロックのそれぞれに個々のフーリエ変換を計算する工程と、
二乗された実数点および虚数点を総計することによって、ブロックごとに個々の電力スペクトル関数推定値を計算する工程と、
個々の電力スペクトル関数推定値を平均化することによって、電力スペクトル密度関数推定値を計算する工程と、
を備える、請求項3から5のいずれか記載の方法。

【請求項7】 電力スペクトル密度関数推定値が、要素の総計を得るために

電力スペクトル密度関数の要素を総計することによって、および該総計で前記要素のそれぞれの除算することによって正規化される、請求項3から6のいずれか記載の方法。

【請求項8】 分類がさらに雑音の影響を除去する工程を備える、前記請求項のいずれか記載の方法。

【請求項9】 雑音の除去が、電力スペクトル密度関数の要素の数の逆数を電力スペクトル密度関数から減算することを備える、請求項3から6のいずれかとともに解釈されるとき、請求項8記載の方法。

【請求項10】 電力スペクトル密度関数の周波数内容を特徴付けるための電力スペクトル密度関数から変数を計算することと、

該変数を、分類決定構造の基準値と比較することと、
をさらに備える請求項3から9のいずれか記載の方法。

【請求項11】 受信された伝送信号の周波数内容を特徴付ける変数が、電力スペクトル密度関数のモーメントの中心を備える、請求項10記載の方法。

【請求項12】 変数の大きさが、電力スペクトル密度関数に存在する高周波の相対的な量を示す、請求項10または11記載の方法。

【請求項13】 通信システムが、セルラー符号分割多元接続通信網を備え、データが無線インタフェース上でネットワークの移動局と基地局のあいだで伝送される、あらゆる前記請求項記載の方法。

【請求項14】 事前に定義された分類のデータ伝送速度クラスの数、考えられるデータ伝送速度の数に等しい、あらゆる前記請求項記載の方法。

【請求項15】 事前に定義された分類のデータ伝送速度クラスの数、考えられるデータ伝送速度の数より少ない請求項1から13のいずれか記載の方法。

【請求項16】 データ伝送速度が請求項1から15のいずれかにしたがって推定される、セルラー符号分割多元接続通信システムにおけるチャネル推定のための方法。

【請求項17】 データ伝送速度が、受信されたデータ記号のビタビ復号のための速度選択を補助するために使用される、請求項16記載の方法。

【請求項18】 伝送局から受信されるデータ伝送速度情報および推定され

るデータ伝送速度が、ともにチャネル推定のために使用される、請求項16または17記載の方法。

【請求項19】 データが、データフレームのシーケンス上で複数のデータ記号として伝送される可変データ伝送速度の通信システムで使用するための信号受信回路構成であって、入信伝送信号を受信するため、データ伝送速度の事前に定義される分類にしたがって信号のデータフレームを分類するため、および受信されたデータフレームのデータ伝送速度の推定値を分類の結果から求めるための速度推定器を備える信号受信回路構成。

【請求項20】 速度推定器が、受信された信号の周波数内容に基づいてデータ伝送速度を推定する、請求項19記載の信号受信回路構成要素。

【請求項21】 速度推定器が、受信された伝送信号の電力スペクトル密度関数推定値に基づき受信信号を分類するために配列される、請求項19または20記載の信号受信回路構成。

【請求項22】 チャネル推定で受信信号の推定されたデータ伝送速度を活用するチャネル推定ユニットを備える、請求項19から21のいずれか記載の信号受信回路構成。

【請求項23】 請求項19から22のいずれか記載の信号受信回路構成を含む移動局。

【請求項24】 請求項19から22のいずれか記載の信号受信回路構成を含む基地局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

[発明の分野]

本発明は、通信システム内の局間、さらに特定するが、明示的にではなく、セルラー符号分割多元接続 (CDMA) 通信システムにおける局間で伝送される信号のデータ伝送速度を推定 (estimate) するための方法および回路構成要素に関する。

【0002】

[発明の背景]

通信システムにおいて、信号は、データが引き続いて起こるデータフレームの中で複数のデータ記号として伝送される可変データ伝送速度で伝送することができる。知られているように、セルラーCDMA (符号分割多元接続) システムでは、データは、拡散コードおよびチャネルごとに一意のスクランブルコードによって伝送されるデータ記号を変調することによって、伝送のために符号化される。セルラー通信システムの各セルの中では、スクランブルコードは、好ましくは、複数の異なる移動局が選択的にコード化されたチャネル上で1つの基地局と通信できるようにするために可能な限り直交である。拡散コードの効果とは、ビット伝送速度 T_b より大きいチップ速度 T_c まで伝送のための周波数バンドを拡散することである。スクランブルコードは、個々の移動局からの伝送が基地局で区別できるように、単一の基地局に伝送している移動局ごとに一意である。拡散コードは、ユーザの中でも可能な限り直交である。たとえば、情報ビットのデータ伝送速度、したがってこれらのビットの拡散変調で使用する拡散係数が、無線フレームごとに (たとえば、10msごとに) 変化するような可変速度接続をセットアップすることが可能である。このような接続で使用するデータ伝送速度は任意ではないが、無線フレーム期間ごとに、事前に定められたデータ伝送速度の1つが使用される。さらに、あらゆるさらに高いデータ伝送速度はさらに低いデータ伝送速度で分割可能であり、分割係数は $k>0$ について 2^k である。本明細書は、可変接続データ伝送速度32kbps、64kbps、128kbps、256kbps、512kbps、および1024kbpsを提示するが、可変データ伝送速度 (またはマルチレート (multirate)) 伝送

の基本的な概念から逸脱することなく、それ以外のデータ伝送速度が使用できるだろうことは明らかである。

【0003】

信号がCDMAシステムの（アップリンクまたはダウンリンクのどちらかの）基地局と移動局のあいだで伝送されるとき、信号受信装置は、受信された信号から、信号がそれに沿って移動してきた通信経路についてのある情報を確立する必要がある。これが、ここでは「チャネル推定」と呼ばれ、通常、チャネルインパルス応答を生成するチャネル推定装置で実行される。チャネル推定には多様な技法が知られている。チャネルインパルス応答は、入信データを適切に復号し、復調するため必要とされる。

【0004】

受信信号のデータ伝送速度は、チャネル推定で利用できる。しかしながら、受信無線フレームのデータ伝送速度が受信機の検出の時点では既知ではない場合、前記無線フレーム内の情報記号は、通常、最高データ伝送速度が伝送に使用され、受信局では最低の拡散係数を使用していると仮定して複素データ記号を検出することによって得られる。受信された無線フレームのデータ伝送速度が1024kbpsであると仮定すると、これはデータ記号の検出で使用する（4.096Mcpsで）4という拡散係数に相当する。この検出の結果は、受信された無線フレームに対応するすべての検出された複素情報記号のデータベクトルでなければならない。それ以降、伝送局での信号の実際のデータ伝送速度がいくらであるかが伝送中に推定されなければならない。たとえば、この段階は、受信無線フレーム内の実際のデータ伝送速度が、仮定されていた1024kbpsではなく、256kbpsであったという結論を出す。最終的に、推定されたデータ伝送速度にしたがって、必要なだけ多くの隣接する記号が、1つの実際の情報記号を得るためにともに総計される。この例では、これは1つの実際の情報記号を得るために、4つの隣接する記号ごとに合計することにつながるだろう。したがって、受信機回路構成要素での検出の時点で伝送の実際のデータ伝送速度を有することができるのが有利だろう。

【0005】

局間の伝送は、伝送される信号のデータ伝送速度の明示的な情報を含む場合も

あれば、含まない場合もある。第1のケースでは、つまり可変速度接続が使用されたデータ伝送速度に関して明示的な情報を含む場合、この情報は、たとえばDP CCH（専用物理制御チャネル）の中で別個のチャネルで示される。しかしながら、この情報は、多くの場合、受信無線フレームの実際のデータ伝送速度が無線フレームのデータ記号が検出される時点では既知ではないように、符号化される。加えて、たとえば、受信データ伝送速度情報の検証および／または補正の目的で、たとえばデータ伝送速度の別の推定を確立することが必要である可能性がある。後者のケースでは、つまり明示的な情報が受信信号に含まれていない場合、いわゆる未知のまたはブラインドデータ伝送速度推定が、受信機で受信信号の実際のデータ速度を定義するために、受信局で使用されるだろう。

【0006】

受信信号のデータ伝送速度を検出するための1つの従来の技術の提案は、データチャネルおよび制御チャネル内の受信ビットの電力差異に基づいている。この方法は、それが受信された制御記号およびデータ記号の平均電力の推定だけを必要とするので相対的に簡略である。しかしながら、この方法の不利な点は、非常に低い拡散係数が、第1場所でデータ記号（前記の例では4）を検出する際に使用される場合、雑音を検出プロセスで非常に優勢になるという点である。これが、データ記号電力の推定の精度を大きく低下させる。

【0007】

別の従来の技術による方法は、受信信号のCRC（巡回冗長検査：エラー検出信号）復号に基づく。この方法は、正しいCRCワードを提供する各復号段階でのデータ伝送速度の仮定およびデータ伝送速度のそれ以降の選択に基づく。例を示すために、考えられるデータ伝送速度が32kbps、64kbps、128kbps、256kbps、512kbps、および1024kbpsであると仮定すると、CRCチェックは最初に1024kbpsというデータ伝送速度を仮定することによって受信無線フレームの情報記号について直接的に計算されるだろう。結果として生じるCRCワードは記憶される。2つの隣接する受信された記号は、512kbpsというデータ伝送速度を仮定してともに総計され、追加CRCチェックはこれらの情報記号について計算される。結果として生じるCRCワードは記憶される。プロセスは、1つの最低のデータ伝送速度が達成され

るまで、2つの隣接する情報記号とともに総計し、すべてのこれらの情報ストリームについてCRCチェックを計算し続ける。それ以降、記憶されるCRCワードは検証され、（もしこのようなものが存在していたのならば）正しいCRCチェックが得られたときに送信機で使用される速度に対応するこのようなデータ伝送速度が選択される。この方法の不利な点とは、それが計算上複雑であるという点である。つまり、N個の考えられるデータ伝送速度がある場合に、これは、送信機データ伝送速度の決定を下す前に、N個の結果として生じるCRC復号プロセスを必要とする。さらに、この方法は、アルゴリズムが正確に一致するCRCチェックを示さない場合には、なんのデータ伝送速度も示さない。

【0008】

1つの従来技術による提案は、（CRC方法でのように）復号プロセスの各段階で一定のデータ伝送速度を仮定して、データのビデビ復号の測定規準に基づいている。しかしながら、この方法も、計算上複雑であり、なおさらに複雑な算術演算および／または推定手順の不正確な結果につながる可能性のある仮定を使用する。

【0009】

2つの後者の従来技術による方法の追加の不利な点は、それらが、受信信号のデータ伝送速度に関する最終的な決定を、データのなんらかの復号が初めて必要とされる段階まで遅延するという点である。これは、復号より早期段階で受信信号のデータ伝送速度の推定を必要とする受信機構造にとって演算を困難にするだろう。あるこのような受信機は、干渉相殺（IC）受信機を備える。

【0010】

[発明の要約]

従来技術によるデータ伝送速度推定の不利な点の1つまたはいくつかに対処すること、および／またはデータ伝送速度推定の新しい種類の解決策を提供することが、本発明の実施形態の目的である。

【0011】

本発明のある態様によれば、伝送信号がデータフレームのシーケンス上で複数のデータ記号を含む、可変データ伝送速度の通信システムにおいてデータ伝送速

度を推定するための方法が提供され、該方法は、受信された伝送信号のデータフレームをデータ伝送速度の事前に定められた分類にしたがって分類するステップと、前記分類に基づき、受信データフレームのデータ伝送速度を推定するステップとを備える。

【0012】

さらに具体的な実施形態によれば、分類は、受信された伝送信号の周波数内容に基づく。分類は、受信された伝送信号の電力スペクトル密度関数に基づくことができる。電力スペクトル密度関数の推定は、高速フーリエ変換アルゴリズムおよび受信された伝送信号のデータ記号シーケンスのコヒーレントな平均化を使用して計算することができる。

【0013】

電力スペクトル密度関数の推定は、要素の総計を得るために電力スペクトル密度関数の要素を総計し、前記要素のそれぞれを総計で除算することによって正規化することもできる。

【0014】

雑音の影響は、電力スペクトル密度関数の要素の数の逆数を、電力スペクトル密度関数から減算することによって削除することができる。

【0015】

分類は、電力スペクトル密度関数の周波数内容を特徴付けるために電力スペクトル密度関数から変数を計算する追加のステップと、分類決定構造の制限値に対して該変数を比較するステップとを備えることがある。

【0016】

推定されたデータ伝送速度は、チャネル推定に使用できる。

【0017】

本発明の別の態様によれば、データがデータフレームのシーケンス上で複数のデータ記号として伝送される可変データ伝送速度の通信システムにおいて使用するための信号受信回路構成が提供され、該信号受信回路構成は、入信伝送信号を受信するためにデータ伝送速度の事前に定められた分類にしたがって信号のデータフレームを分類するため、および受信されたデータフレームのデータ伝送速度

の推定を分類の結果から求めるための速度推定器を備える。

【0018】

さらに具体的な実施形態によれば、信号受信回路構成は、セルラー通信システムの移動局および／または基地局内に含まれる。

【0019】

本発明の実施形態は、複数の有利な点を提供する。本発明の実施形態は、速度情報が伝送されない状況で 사용할 ことができる。さらに、本発明の実施形態は、速度情報が伝送されるが、理由または他のため、受信プロセス中に使用または信号から検出できない状況で 사용할 ことができる。さらに、1つの考えられる使用は、たとえば、伝送された信号から検出される速度情報の補正またはエラーチェックのために使用できる追加のデータ伝送速度情報を提供することである。データ伝送速度の推定値は、たとえば、IC受信機内などの、受信信号処理シーケンスのそれ以外の部分で 사용할 こともできる。未知のデータ伝送速度の早期検出の可能性は、早期段階でデータ伝送速度を利用する任意のこのような受信機構造の使用を可能にする。（伝送速度の）推定値は、入信データ記号のビタビ復号のための速度選択を補助するために、あるいはエラーチェックが失敗した場合に復号のための代替伝送速度の決定を補助するためにも 사용할 ことができる。さらに、発明の実施形態は、SNR（信号対雑音比）変動に対してより敏感でないシステムの提供を補助することもできるだろう。

【0020】

発明をさらによく理解するため、および同じくどのようにして実行に移されるのかを示すために、ここで、例添付図面を参照する。

【0021】

[発明の好ましい実施形態の説明]

図1は、本発明が使用されてる環境ブロック図である。すなわち、CDMA移動通信システムは、複数の移動局MS1、MS2、MS3が、それぞれのチャネルCH1、CH2、CH3を介して共通のセルの中で基地（トランシーバ）局BTSと通信できるようにする。これらのチャネルは、それ自体既知である方法でスクランブルコードを使用することにより互いから区別される。図2は、WCDMAシステム（広帯域CDMA）の基

地局での受信回路構成のブロック図である。図2の受信回路構成は、アップリンク方向で使用するため、つまり移動局（MS）から信号を受信するためである。ダウンリンク方向で設ける場合の、つまり移動局実際の受信回路構成が多少異なる場合があるにしても、発明がダウンリンク伝送にも適用可能であることに注意されたい。

【0022】

図2に例示される受信回路構成をさらに詳細に説明する前に、伝送局内の伝送回路構成（図示されていない）が、簡略に説明されるだろう。MSとBTS間で伝送されるデータは、音声データ、ビデオデータまたはその他のデータであってよい。データは、前述されたように、データのソースに依存するビット伝送速度 T_b で伝送のために適した形式に符号化される。符号化されたユーザデータは、フレームマルチプレクサに供給される。ユーザデータは、データのフレームごとにチェックシーケンス（CRC）を生成するCRCエンコーダに供給することもできる。フレームシーケンスのエラー補正コーディングおよびビットインタリーブ（挿入）が、当分野で既知の方法で伝送の前に実行できる。エラー補正は、ビットのいくつかが破壊されるとしても、たとえば、ビタビデコーダがコード化されたデータを回復できるように、無線チャネル内のエラーからユーザデータを保護するために使用される。エラーコーディングおよび復号の目的のため、各ユーザデータシーケンスの終わりを定める末端ビットも、ユーザデータシーケンスの最後に追加できる。ビットインタリーブは、典型的には、無線チャネル内で発生するバーストエラーをデコーダがコード化されたデータからさらに効率的にエラーを補正できるようにするために、時間内でさらに均等に拡散する。

【0023】

フレームマルチプレクサは、フレームシーケンスの中へ伝送のためにデータを編成する。図3は、フレームシーケンス内で物理的なチャネルDPCCH（専用物理制御チャネル）およびDPDCH（専用物理データチャネル）の-slot構造の例を示す。フレームのDPCCH部分は、パイロットシーケンス（PILOT）、場合によっては速度情報（RI）シーケンス（図示されていない）、および伝送電力制御（TPC）シーケンスを含む。フレームのDPDCH部分は、全体的にインタリーブされたユー

ザデータシーケンス（ユーザビットおよび場合によりCRCビットおよび場合により末端ビット）を含む。典型的には、DPDCHのユーザデータは、それぞれ10ミリ秒のフレーム期間に分割され、各フレームは異なる伝送速度を有することができる。このようにして、異なるソースから伝送のためにフレームシーケンスにデータを多重化し、異なるフレームで異なる伝送速度を提供することが可能である。以下の例示する実施形態では、データ伝送速度の検出はフレームのDPDCHシーケンスに依存する。

【0024】

フレームシーケンスは、コード生成器から拡散コードおよびスクランブルコードを受信するスプレッダに供給される。拡散コードおよびスクランブルコードは、既知のCDMA技法にしたがって生成され、ここにさらに記述されない。拡散コードの効果とは、伝送のために、ビット伝送速度 T_b より大きい、チップ速度 T_c まで周波数バンドを拡散することである。説明されたように、スクランブルコードは、個々の移動局からの伝送が基地局で区別できるように、単一の基地局に伝送する移動局ごとに一意である。M個の並列コードチャネルが利用される場合、M個のデータ記号が、さまざまなコードを使用して拡散されてから、結果がいっしょに総計される。拡散信号は、たとえば、QPSK変調にしたがって、伝送の準備が完了した信号を変調する変調器に供給される。いくつかのシステムでは、変調は拡散の前に実行される。しかしながら、このイベントのシーケンスは本発明に影響をおよぼさない。拡散された変調済みの信号はデジタルアナログ（D/A）変換器に、およびそこから伝送可能な信号を供給するRF装置（ユニット）に供給される。

【0025】

アップリンク接続の受信側は、ここでは図2を参照して説明される。アンテナ30に入信する信号は、RF装置28によって受信され、アナログデジタル（A/D）変換器32に供給される。信号は、異なる伝搬遅延 d_n を有する多重経路を経由して、受信局に到達することがあることが容易に理解されるだろう。A/D変換器32は、デジタル入力信号を同期ユニット34、チャネル推定ユニット37、および数多くの逆拡散器36a、36b、36cのそれぞれに供給する。逆拡散器の数は、基地局から移動局への信号が経路する経路のあり得る数に依存し、したがって環境に依存してい

る。同期ユニット34は、ハンドオーバーケースだけではなく、電源が投入された後にも、移動局から基地局BTSへの同期を取り扱う。これは、その移動局向けの一意的スクランブルコードで伝送された信号を検索することを含む。このようにして、同期ユニット34は、コード生成器22から一意のコードを受信する。検索機能を実行するために、同期装置は、コード生成器22からの一意のコードを活用し、それを、強い相関が検出されるまで入信信号に相関させる。同期手順が完了した後、専用トラフィックチャネルを確立することができる。インパルス応答測定ユニット35は、必要とされるスクランブルコード位相 ϕ を各逆拡散器36a、36b、36cに提供できるようにするために、伝搬遅延の推定に対処する。最強の相関の位相値は、第1逆拡散器36aに供給され、プロセスは、それぞれの位相値 ϕ を残りの逆拡散器36bと36cに供給するために続行される。逆拡散器36aから36c内のそれぞれのコード生成器は、このようにして、決められた位相差にしたがって信号を逆拡散するために使用することができ、結果として生じる狭帯域信号はコヒーレント結合器および復調器ユニット38に供給される。

【0026】

チャネル推定ユニット37からのチャネル位相推定値は、データ記号の結合プロセスおよび復調プロセスに必要とされる。さらに、データ伝送速度の推定値は、どのくらいの数のデータ記号が無事にともに総計されなければならないかを決定できるように、伝送速度推定器40から必要とされる。

【0027】

結合され、復調された信号は、伝送されたビットに関して受信記号にソフトウェアまたはハードウェアによる判定を下すビット検出装置（図示されていない）に供給される。ビット検出装置からの検出されたビットシーケンスは、送信機のインタリーバの動作を効果的に元に戻すデインタリーバ装置（図示されていない）に供給される。デインタリーバした信号は、さらに、エラー補正コード化ビットを送信されたユーザビットおよびあり得るCRCビットに復号するデコーダ（図示されていない）に供給できる。

【0028】

図2に示される実施形態の複数の代替回路構造が、本発明の実施形態を実現す

るために考えられることに注意されたい。しかしながら、一般的には、それが必要以上に長くデータ伝送速度推定を遅らせないように、受信プロセスで可能な限り早急に速度推定を実行させることが望ましい。

【0029】

すでに簡略に前述されたように、回路には、逆拡散器36aから逆拡散された信号を受信するために配列された速度推定器ユニット40が具備される。逆拡散器36aからの信号は、最も強力な信号（つまり、主要な経路に沿って入信する信号）であると仮定される。逆拡散器36bと36cからの信号（分岐）間の破線によって示されるように、複数の逆拡散器から速度推定器に情報を供給することもできる。オプション（図示されていない）にしたがって、複数の推定器40が、回路構成内に提供される。複数の推定器が使用される場合、推定器のそれぞれは、逆拡散器36aから36cへの単一信号出力分岐のデータ伝送速度を推定してよい。2つまたは3つ以上の信号分岐が、複数の推定器の1つでの推定の前に結合されてもよく、たとえば、その結果該1つの推定器は最も強い信号を推定し、一方第2の推定器がつぎに最も強い信号経路を推定する。

【0030】

速度推定器40は、逆拡散されたデータの構造を調べることによってデータ伝送速度を推定する。以下は、推定器40での受信信号のデータ伝送速度を、事前に定められたカテゴリの1つに分類し、そののち、受信信号の実際のデータ伝送速度の決定が事前に定められたカテゴリに基づくことにより、つぎのフレームの伝送データ伝送速度を推定するための実施形態を説明する。

【0031】

受信信号の分類は、たとえば、図4に示されるように、たとえば受信信号の推定された一片側の（正の周波数領域の）電力スペクトル密度（PSD）関数によって受信信号の周波数内容を調べることによって、達成することができる。これは、信号のN-点のPSD関数が、N点の複素時間領域信号について定めることができ、前記関数は信号の周波数内容について情報を提供するという理解に基づいている。信号xのPSD関数の未処理の推定値は、以下の等式により信号のフーリエ変換（FT）から計算できる。

$$(1) \quad \text{PSD}(x) = \text{Re}(\text{FT}(x)) * \text{Re}(\text{FT}(x)) + \text{Im}(\text{FT}(x)) * \text{Im}(\text{FT}(x))$$

【0032】

PSD関数は、N個の実数値を含み、これらの値の相対的な振幅は、PSD関数の第1要素として周波数 $f=0$ から開始し、ナイキストの臨界周波数 (f_c) までの周波数範囲におよび、信号内に存在するさまざまな周波数の相対的な量に変換することができる。

【数1】

$$(2) \quad f_c = \frac{1}{2T_s},$$

【0033】

ここでは、 T_s は拡散係数4を使用して逆拡散された、1つの受信された記号の記号時間である。ここで、1つの10msの無線フレームは $16 \times 10 \times 64 = 10240$ 個のこのような記号を含み、記号時間は以下のとおりである。

$$T_s = 10\text{ms} / 10240 = 0.977 \mu\text{s}$$

したがって、

【数2】

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot 0.977 \mu\text{s}} = 512 \text{ kHz}.$$

である。

【0034】

前記は、512kbpsというデータ伝送速度に対応し、すなわちこの実施形態では（拡散係数4を使用する） $0.977 \mu\text{s}$ というサンプリング速度では、PSD関数で512kbpsを超えてデータ伝送速度を分離することはできないことを意味する。これは、フーリエ変換アルゴリズムの性質により引き起こされる。つまり、フーリエ変換によって一定のデータ伝送速度（周波数）を区別するためには、伝送される

記号ごとに2個のサンプルが受信機で必要とされる。データ伝送速度1024kbpsとは、拡散係数4が送信機で使用されることを意味するので、拡散係数2が、それぞれの伝送されたデータ記号の2個のサンプルを得るために受信機内で使用されなければならない。

【0035】

一般的には、 $f_c=512\text{kHz}$ を有するということは、最高データ伝送速度のケースで、512kHzを超える周波数がPSD関数にエイリアシングされる (aliased)、すなわちそれらが0kHzと512kHzのあいだのどこかに写像されることを意味する。しかしながら、信号の周波数内容（すなわち、PSD関数の相対的な振幅）を直接的に分析することは必要とされないため、これは実施形態に不利な影響を有さない。代わりに、この手順の目的とは、分類のために単一の決定変数が得られるように信号の周波数内容を解釈することである。変数を受信するための計算の例は、本明細書で後述されるだろう。

【0036】

1つの無線フレームの受信された10240個の実記号のPSD推定値を推定するために、すべての10240個の記号のフーリエ変換を計算することによって推定手順を直接的に達成し、引き続いてPSD推定値をフーリエ変換から計算することが可能である。この基本的なPSDの推定方法は、前記の方法の実施を可能にするために充分である。しかしながら、以下に説明される好ましい手順は、さらに優れた結果を生じさせるだろう。

【0037】

受信された記号の総数 $P=10240$ であるとき、 P 個の記号は各ブロックの N 個の連続点からなる K 個のブロックに分割される。この例では、 $N=64$ であり、その結果 $K=P/N=160$ である。そののちで $N/2$ -点のFT（フーリエ変換）が、 N 個の実記号の各ブロックごとに別個に計算される。 $M=N/2$ と示すと、FTごとに $M(=32)$ 個の複素数値が得られる。それから、 M -点の実PSD関数推定値は、周波数ごとに二乗される実数点と虚数点を総計することによって各データブロックに対して計算することができる（等式（1）を参照すること）。最後に、最終的なPSD関数推定値は、これらの K 個の個別のPSD関数推定値を平均化することによって計算される。

【0038】

この手順は、基本的なPSD方法によってPSD関数推定値の分数（平方偏差） \sqrt{K} （=12.65）という係数によってを削減することが判明した。信号のフーリエ変換が、通常なんらかの種類の高速フーリエ変換（FFT）アルゴリズムで計算され、それらのアルゴリズムが通常 $\log_2(N)$ の複雑さであるため、後者の方法は、大部分のケースでは、計算上さらに効率的でもある。したがって、両方の方法が使用できるとしても、大部分のケースでは1つの長いFTを使用するより複数の短いFFTを使用するほうが対数的により効率的である。

【0039】

計算上、前記方法の最大の負担は、ある1つのブロックの64個の実記号に対して32点の複雑なフーリエ変換を計算することにある。しかしながら、アルゴリズムの複雑さは、巧妙なFFTアルゴリズム、好ましくは実データのFTに関する一定の対称性を考慮に入れるためにとくに修正されたアルゴリズムを使用することによって大幅に削減することができる。このようなアルゴリズムはそれ自体既知であり、したがって、ここにさらに詳しく説明されない。

【0040】

擬似コード表現では、PSD関数の推定は、以下のようにここに作成できる。

【0041】

入力データをK個のブロックに分割し、各ブロックの中にはN個の連続データ記号がある。

$$M = N / 2$$

についてi:1からKまで

x: ブロックiに属するすべてのN個の実データ記号。/*FFTのM=N/2実数点は、fxに戻され、虚数点はfy*/に戻される。

FFT REAL (x, N, fx, fy)

jについて: =1からMまで

$$\text{psd}(j) := \text{psd}(j) + [f_x(j) * f_x(j) + f_y(j) * f_y(j)]$$

jの終わり

iの終わり

Kでpsd()のすべての要素を除算する。

【0042】

K個のM-点PSD関数が1つのM点PSD関数推定値に平均化された後では、PSD関数の総累数が1となるように、推定値を正規化することが有利であろう。正規化は、psd()の全M個の要素を総計し、全要素をこの総計で除算することによって行なわれる。これにより、PSDビン(bin:箱)と呼ばれるPSD関数の要素の総計は1である。

【0043】

信号の相加性白ガウス雑音(AWGN)を考慮すると、その特性のひとつはそれが白である、すなわち(周波数について)非選択的であるという点である。言い換えると、雑音はすべての周波数に等しく広がる。PSD関数の観点からは、これは、AWGNのPSD関数が、各ビンの値が $1/M$ である平坦な線に過ぎないことを意味するだろう。信号の中のAWGN雑音に加ええられる $0 \dots f_c$ の別個の周波数の信号については、PSD関数は、このようにして $1/M$ というバイアスを示し、別個の周波数については、PSD関数の対応するビンが $1/M$ より大きくなるだろう。提案されている推定方法は、PSD関数でのその相対的な量が雑音を超える周波数にのみ関心があるため、 $1/M$ は、PSD関数から減算することができ、考えられるすべての結果として生じる負のビンはゼロにリセットできる。

【0044】

擬似コード表現では、正規化および偏向削除の演算は、以下のように作成できる。

```
NORMALISE(psd, M);
for i := 1 to M
    psd(i) := psd(i) / M;
    if psd(i) < 0
        psd(i) := 0;
    end if
end for i
```

【0045】

入信信号の実際の分類の前に、最終データ伝送速度決定変数が計算されなければならない。前述されたように、PSD関数の形状はその周波数内容について情報を示す。32kbpsなどのより低いデータ伝送速度の伝送については、受信信号のPSD関数は低い方のビンにより集中するが、たとえば1024kbpsなどの高い方のデータ伝送速度の伝送については、はるかに高い周波数が信号中に存在することが理解された。したがって、PSD関数内に存在する高い方のビンはさらに小さくなくてはならない。この理解を活用できるために、PSD関数の周波数内容を特徴付ける変数が計算される。このために考えられる変数は、いわゆるPSD関数のモーメントの中心 (CM) である。

【数3】

$$(3) \quad CM = \frac{\sum_{i=1}^M i \cdot psd(i)}{\sum_{i=1}^M i \cdot psd(i)}$$

【0046】

CM変数の意味は、以下のとおりである。CMが大きいほど、PSD関数内に存在する高い方の周波数の相対量が大きくなり、したがって、送信機のビット伝送速度が相対的に高かった可能性が高い。

【0047】

前記アルゴリズムは、マスワークス社 (MathWorks Inc.) によって提供されるMATLABシミュレーションソフトウェアによって達成される広範囲なシミュレーションによって試験されてきた。多様な伝送データ速度について可変であるPSDモーメントの中心の分散は、水平軸がPSDビンの数を定め、垂直軸がイベントの数を定めるヒストグラムによって図5に示される。イベント軸の数は、正規化された形式、つまり0から2200という範囲の代わりに0から1でも提示できるだろう。異なるデータ伝送速度の分布曲線は、左から右へ向かって、32kbps、64kbps、128kbps、256kbps、512kbps、および1024kbpsである。図5から分かるように、高い方のデータ伝送速度またはビット伝送速度 (256以上) は、非常に明確に互い

から区別され、高い方のビット伝送速度の信頼できる検出につながる。

【0048】

すべての使用済みの（したがって使用可能な）送信機データ伝送速度（この例では、32kbps、64kbps、128kbps、256kbps、512kbpsおよび1024kbps）についてCM変数の分布を定義することが可能である。事前に定義された分布に基づき、実際のデータ伝送速度決定に分類基準を設定することが可能である。送信機データ伝送速度推定値は、このようにして、たとえば事前に定義された分類基準を使用する推定構造によって、事前に定義された分類規則にしたがった変数の分類が後に続くCM変数計算によって提供することができる。実際のデータ伝送速度は、クラスから定義することができる。

【0049】

最終的な（CM値の）推定のための1つの考えられる決定構造は、擬似コード表現で以下に示され、ここで、sfは送信機で使用される拡散係数の推定値である。

```
CALC CM(psd, M, cm);
if cm < 1.8
    sf := 128;
else if cm >= 1.8 and cm < 2.5
    sf := 64;
else if cm >= 2.5 and cm < 3.7
    sf := 32;
else if cm >= 3.7 and cm < 5.5
    sf := 16;
else if cm >= 5.5 and cm < 8.6
    sf := 8;
else if cm > 8.6
    sf := 4;
end if
```

【0050】

前記構造は、達成されたシミュレーションで妥当な性能を示してきた。前記決

定基準が暫定的にすぎないことが注記される。加えて、データ伝送速度クラスの
前記に示された数は、考えられる数のクラスのただ1つの例である。さまざまな
基準値は、異なる実施形態で使用でき、データ伝送速度クラスの数、異なる実
施例において自由に選ぶことができる。

【0051】

好ましい実施形態では、たとえデータ伝送速度クラスの数と考えられる送信機
データ伝送速度の数に一致していても、クラスの数はずしもさまざまな考えら
れる送信機データ伝送速度の数に一致する必要がないことも注記される。たとえ
ば、低い方の送信機データ伝送速度の内の2つまたは複数が1つのデータ伝送速度
クラスに含まれるように、少ない方の数のクラスを使用することができ、それによ
って分類手順を簡略化し、低い方のデータ伝送速度に対して変数の分布をとき
おりインタリーブすることによって引き起こされる問題を回避することができる。
加えて、実際のデータ伝送速度を使用する代わりに、データ伝送速度クラスは
、たとえば、低、相対的に低、中位、相対的に高、および高として、クラスのい
くつかまたはすべてが複数の送信機データ伝送速度を含むように示すこともでき
る。

【0052】

達成されたシミュレーションは、本明細書の前半で説明された従来の技術の電
力をベースにした方法のケースでのように、前記実施形態が低信号対雑音比を被
らないと考えられることを証明した。シミュレーションは、 $E_s/N_0=10\text{dB}$ で実行さ
れ、電力ベースの方法は受信された伝送のあらゆるデータ伝送速度を検出できな
かった。しかしながら、この E_s/N_0 の規模では、前述された実施形態が、正しい
データ伝送速度検出の以下の確率を達成した（シミュレーションは、10000無線
フレームについて実行された）。

【0053】

【表】

送信機データ伝送速度(kbps)	正しいデータ伝送速度検出の確率(%)
32	46.85
64	92.25
128	100
256	100
512	100
1024	100

【0054】

CRC復号およびビタビ復号の測定規準に基づいた前述された従来の技術による方法に比較すると、前記実施形態は、データ伝送速度の推定が、復号プロセスの後まで遅延されないという点で優位点を有する。したがって、実施形態は、従来の技術の提案受信機内のたとえば異なる干渉相殺方法により適切である。さらに、前述された方法は、データのCRCまたはビタビ復号に基づいた方法より複雑ではない。

【0055】

図5および前記の表から分かるように、記述された実施形態は、すべての機会、32kbpsと64kbpsという最低データ伝送速度を互いから分離しない可能性がある。これは、あらゆる高い方のデータ伝送速度が低い方のデータ伝送速度の2の整数倍数であり、データ伝送速度32kbpsと64kbpsが互いに相対的に近いという事実のためである。そのため、決定変数(CM)の分布は重複することがある。低い方のデータ伝送速度を1つのクラスに組み込むことが望ましくなく、最低データ伝送速度の分離においてさらに優れた性能が（高い方のデータ伝送速度の分離を犠牲にして）必要とされる場合には、受信機のサンプリング速度を、たとえば受信機で拡散係数を4から16に増加することによって減少させることができる。フーリエ変換の長さが同じ（たとえば64）に保たれると、これがナイキストの臨界周波数 f_c の減少につながり、このようにして同時に検出可能な周波数のウィンドウを狭める一方で、低い方の周波数で周波数解像度を改善するだろう。このプロ

セスがある場合には、高い周波数が依然としてシステム内に存在する（つまり、たとえば1024kbpsが依然として送信機で使用される可能性がある）場合、 f_c より高い周波数に対する激しいエイリアシングにつながる可能性があることが注記される。しかしながら、このエイリアシング影響は、データ伝送速度検出の前に受信信号に対して低域フィルタを使用することによって、容易に削減できる。

【0056】

発明は、CDMAベースのシステムの環境で説明されてきたが、類似した原則が、たとえばTDMAシステム内または可変速度でデータを受信し、モデムなどのデータ伝送速度の情報を必要とする任意の電気通信装置内など他の通信システムでも適用できることが理解されるだろう。

【0057】

発明は、ブラインドデータ伝送速度検出に関係して前記に記述されたが、記述されているデータ伝送速度推定方法は、検証済みのおよび／または補正済みのデータ伝送速度推定値を作成するために、速度情報ビットまたは類似したデータ伝送速度情報とともに使用できるだろう。このケースでは、接続が速度推定ユニット40とチャネル推定ユニット37または検証／補正を達成する回路構成の類似する装置のあいだで提供されなければならない。これは、とくに、伝送速度推定の確度に対する高い要件を有するインプリメンテーションでの見込みのある代替策である。

【0058】

前記は発明の実施形態を例示することを説明するが、添付請求項に定められるように、本発明の範囲から逸脱することなく、開示される解決策に加えられてよいいくつかの変化および修正がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】

移動通信システムのブロック図である。

【図2】

局内の受信回路構成要素を示す。

【図3】

未知のデータ伝送速度での伝送のための物理的なチャンネルのロット構造を示す。

【図4】

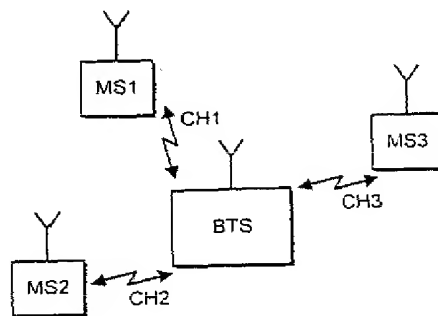
発明の1つの実施形態によるブラインド速度分類アルゴリズムを示す。

【図5】

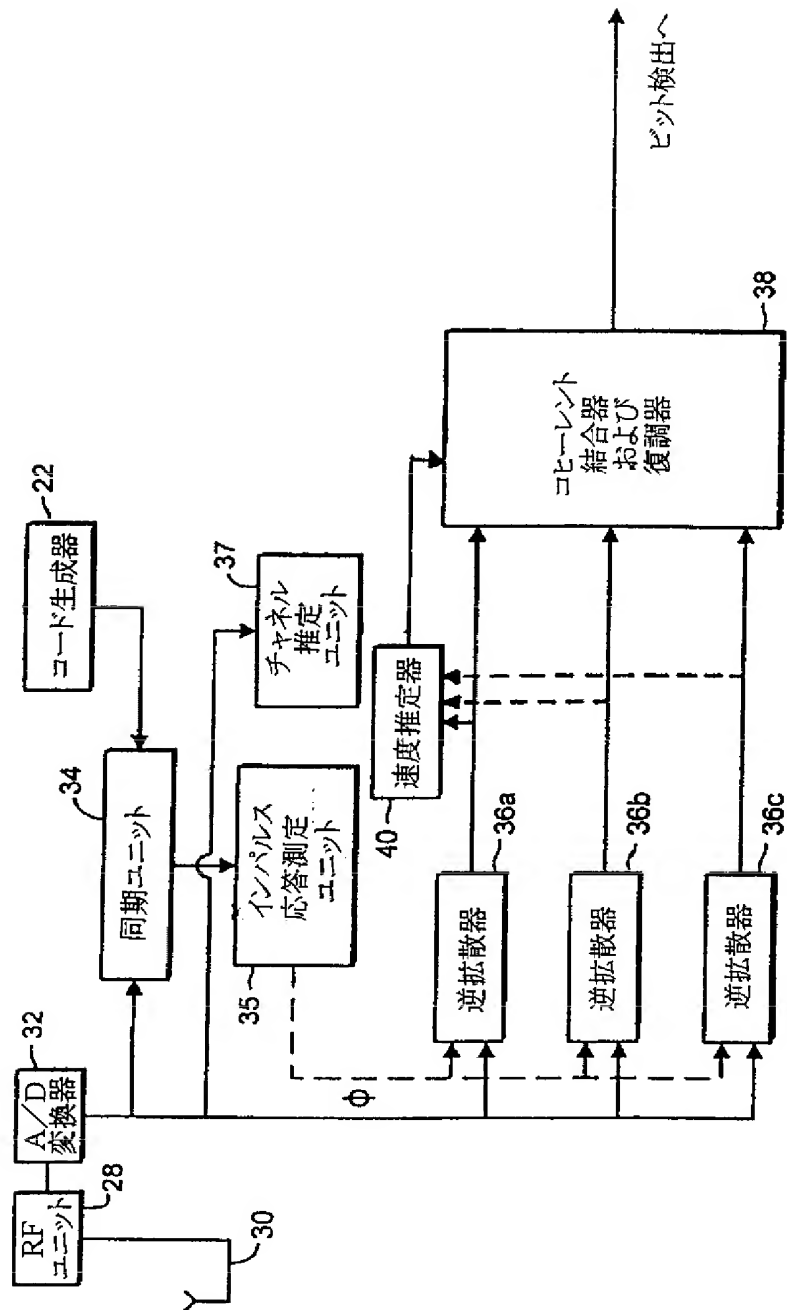
異なるデータ伝送速度のための変数のシミュレーションされた分散を示す図である。

【図1】

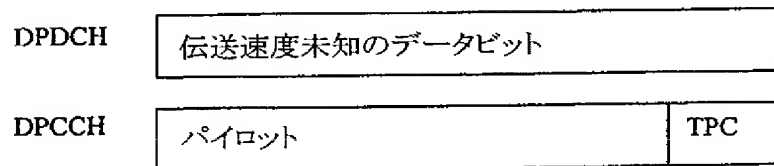
Fig. 1



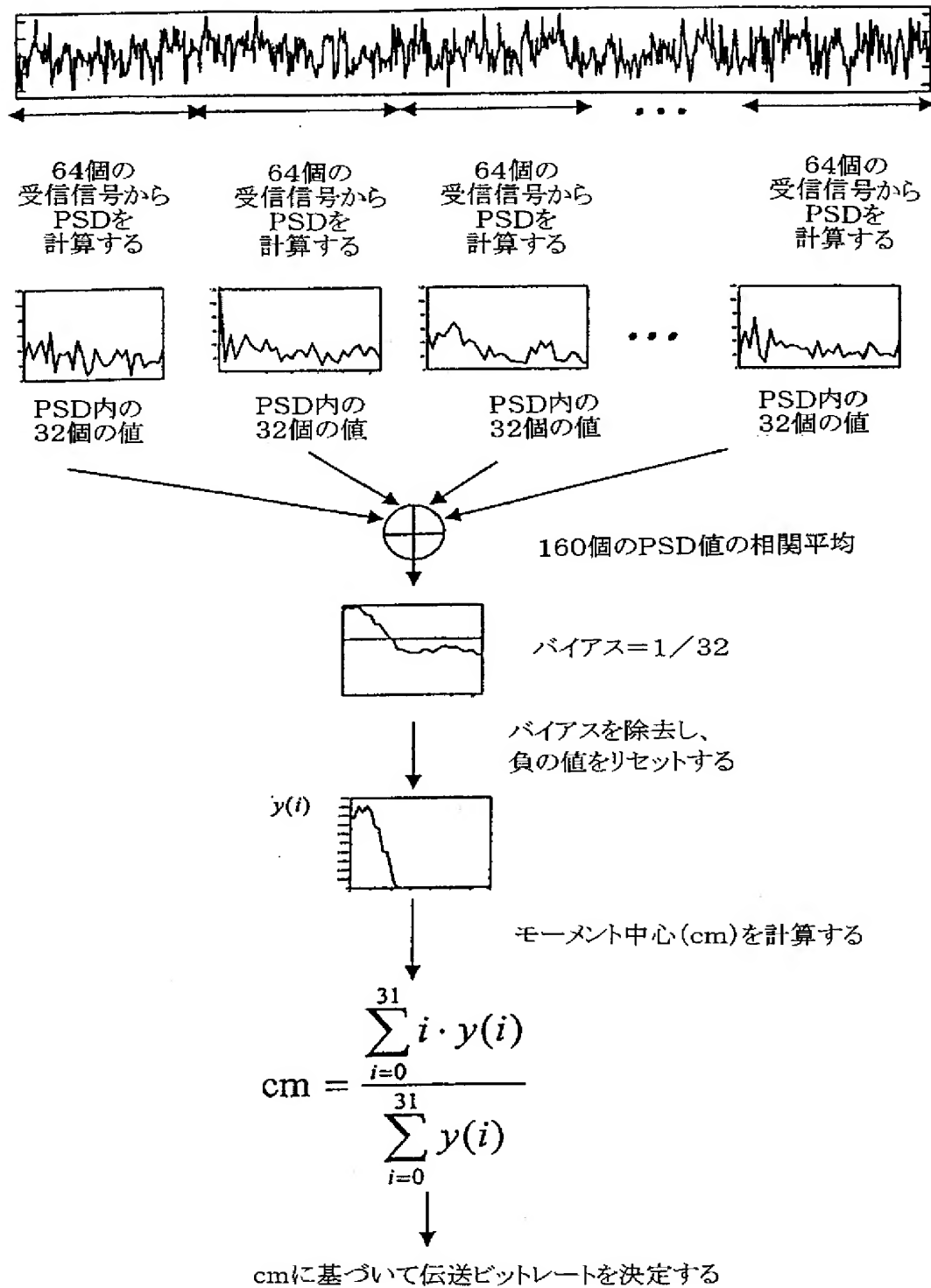
【図 2】



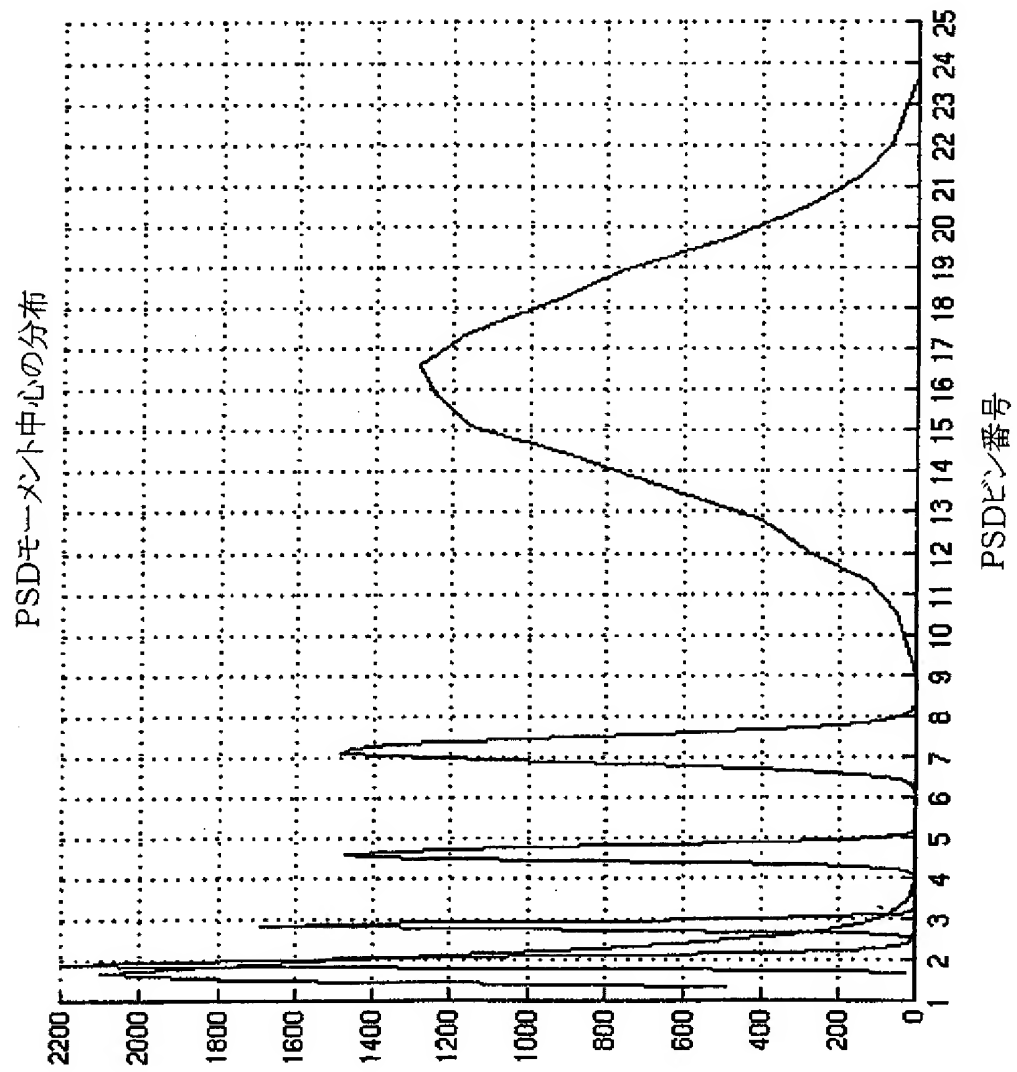
【図 3】



【図4】



【図5】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No. PCT/EP 99/06719	
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L25/02	
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC	
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L	
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched	
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)	
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT	
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages Relevant to claim No.
X	GB 2 301 999 A (OKI ELECTRIC) 18 December 1996 (1996-12-18) page 3, paragraph 2 page 8, paragraph 2 page 13, paragraph 1 page 13, paragraph 3 --- -/-
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.	
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.	
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 12 May 2000	Date of mailing of the international search report 19/05/2000
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 840-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	Authorized officer Scriven, P

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 99/06719

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	SEOK HO KIM, SCHOLZ: "An optimum generalized cross-spectrum symbol-rate detector" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, vol. 41, no. 9, September 1993 (1993-09), pages 1399-1411, XP000396699 NEW YORK, US ISSN: 0090-6778 page 1399, right-hand column, paragraph 1 page 1399, right-hand column, paragraph 4 page 1400, left-hand column, paragraph 1	1-3,8-24
X	LEE ET AL.: "On a timing recovery technique for a variable symbol rate signal" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 4 - 7 May 1997, pages 1724-1728, XP000738658 New York, US ISBN: 0-7803-3660-7 page 1724, right-hand column, paragraph 2 figure 5	1-3,7,8, 10,12-24
X	US 4 887 280 A (REISENFELD) 12 December 1989 (1989-12-12) column 1, line 45 - line 51 column 4, line 21 - line 40	1-3,7,8, 10,12-24
E	EP 0 944 212 A (MATSUSHITA GRAPHIC COMMUNICATION SYSTEMS) 22 September 1999 (1999-09-22) figure 4	1-3,7,8, 10,12-24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 99/06719

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
GB 2301999	A	18-12-1996	CA 2183938 A HK 1001939 A JP 9172428 A US 5978428 A	24-02-1997 17-07-1998 30-06-1997 02-11-1999
US 4887280	A	12-12-1989	NONE	
EP 0944212	A	22-09-1999	JP 11261785 A	24-09-1999

フロントページの続き

(81) 指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW